



Europäisches
Patentamt

European
Patent Office

Office européen
des brevets

10/507333
PCT/IB 03/00616
17.02.03

10 SEP 2004

REC'D 25 FEB 2003

WIPO

PCT

Bescheinigung

Certificate

Attestation

Die angehefteten Unterla-
gen stimmen mit der
ursprünglich eingereichten
Fassung der auf dem näch-
sten Blatt bezeichneten
europäischen Patentanmel-
dung überein.

The attached documents
are exact copies of the
European patent application
described on the following
page, as originally filed.

Les documents fixés à
cette attestation sont
conformes à la version
initialement déposée de
la demande de brevet
européen spécifiée à la
page suivante.

Patentanmeldung Nr. Patent application No. Demande de brevet n°

02075981.7

**PRIORITY
DOCUMENT**
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN
COMPLIANCE WITH RULE 17.1(a) OR (b)

Der Präsident des Europäischen Patentamts;
Im Auftrag

For the President of the European Patent Office

Le Président de l'Office européen des brevets
p.o.

R C van Dijk

BEST AVAILABLE COPY



Anmeldung Nr:

Application no.: 02075981.7

Demande no:

Anmeldetag:

Date of filing: 12.03.02

Date de dépôt:

Anmelder/Applicant(s)/Demandeur(s):

Koninklijke Philips Electronics N.V.
Groenewoudseweg 1
5621 BA Eindhoven
PAYS-BAS

Bezeichnung der Erfindung/Title of the invention/Titre de l'invention:

(Falls die Bezeichnung der Erfindung nicht angegeben ist, siehe Beschreibung.

If no title is shown please refer to the description.

Si aucun titre n'est indiqué se référer à la description.)

Empf-nger mit einer Signalstrecke

In Anspruch genommene Priorität(en) / Priority(ies) claimed /Priorité(s)
revendiquée(s)

Staat/Tag/Aktenzeichen/State/Date/File no./Pays/Date/Numéro de dépôt:

Internationale Patentklassifikation/International Patent Classification/
Classification internationale des brevets:

H04B1/16

Am Anmeldetag benannte Vertragsstaaten/Contracting states designated at date of
filing/Etats contractants désignées lors du dépôt:

AT BE CH CY DE DK ES FI FR GB GR IE IT LI LU MC NL PT SE TR

Empfänger mit einer Signalstrecke

EPO - DG 1

12. 03. 2002

(46)

Die Erfindung betrifft Empfänger mit einer Signalstrecke, in der die nachfolgenden Elemente vorgesehen sind: eine Abstimmunordnung, eine Demodulatorschaltung zum Liefern eines Stereo-Multiplexsignals mit einem Basisband-Stereo-Summensignal (L+R), einem 19 kHz-Stereo-Piloten und einem ausgetasteten 38 kHz

5 Hilfsträger doppelseitenband-amplitudenaufmodulierten Stereo-Differenzsignal (L-R), eine Abtastanordnung zur Umwandlung eines analogen Signals in ein zeitdiskretes Signal und ein Stereo-Decoder mit einem Filter und mit einem Phasenregelkreis, der einen Oszillator aufweist.

10 Ein solcher Empfänger ist aus der EP 0512606 B1 bekannt. Im Ultra Kurzwellen Bereich, im folgenden auch UKW Bereich genannt, von 88–108 MHz werden Rundfunksignale als frequenzmodulierte Signale übertragen. Die meisten Stationen senden ein Stereosignal. Nach der Demodulation des hochfrequenten frequenzmodulierten Signals erhält man ein Stereo-Multiplexsignal mit einem Basisband-Stereo-Summensignal (L+R) in

15 einem 15 kHz Bereich und ein Stereo-Differenzsignal (L-R), das einem ausgetasteten Hilfsträger von 38 kHz doppelseitig amplitudenaufmoduliert ist. Das Summensignal (L+R) wird auch als Monosignal bezeichnet. Eine Demodulation des Stereo-Differenzsignals (L-R) erfordert einen Empfänger mit einer aufwendigen Schaltung. Der Empfänger weist eine

20 Phasenregelschleife auf, die von dem Stereo-Piloten gesteuert ist. Ändert sich die Frequenz des Senders, so ändert sich auch der Stereo-Pilot. Der Demodulator in dem Empfänger wird nachgeregelt. Aufgrund dieser unerwünschten Änderungen in der Frequenz ist ein Abtastratenwandler, englisch sampling rate converter oder kurz SRC genannt, dem Stereodecoder vorgeschaltet. Ein zweiter Abtastratenwandler ist dem Stereodecoder nachgeschaltet. Diese Wandler sind aufwendig.

25 Der Erfindung liegt daher die Aufgabe zugrunde, einen einfachen Stereodecoder anzugeben.

Diese Aufgabe wird gemäss der Merkmale des Anspruchs 1 gelöst.

Erfindungsgemäss sind Filteroperationen in einem komplexen Bereich durchführbar. Flanken von Frequenzgängen liegen in einem komplexen Bereich um 0 Hz. Eine im Zeitbereich durchgeführte Multiplikation eines reellen Eingangssignals mit einer Kosinuswelle liefert innerhalb des Frequenzbereiches eine Verschiebung nach zwei Seiten, also eine Modulation um die Trägerfrequenz $\pm \varphi$:

$$Y(e^{i\theta}) = (X(e^{i(\theta-\varphi)}) + X(e^{i(\theta+\varphi)}))/2$$

10 Eine Modulation mittels einer Kosinuswelle, die eine Trägerfrequenz φ aufweist, liefert ein Ausgangssignal, wobei der interessierende Teil von einem unerwünschten Teil des Eingangsspektrums, das um $\pm 2 \varphi$ gelegen ist, ergänzt ist. Dies kann mittels eines Vorfilters verhindert werden, das den unerwünschten um $\pm 2 \varphi$ liegenden Teil im Spektrum unterdrückt. Dasselbe gilt für eine Modulation mit einer Sinuswelle.

15 Eine Multiplikation eines reellen oder komplexen Signals mittels eines komplexen Exponenten $e^{i\varphi n}$, also mit einem imaginären Exponenten, führt zu einer Verschiebung im Frequenzbereich lediglich nach einer Seite, so dass kein Vorfilter gebraucht wird.

$$20 \quad Y(e^{i\theta}) = X(e^{i(\theta-\varphi)})$$

In dem Stereodecoder sind komplexe Modulationen mittels der von dem Oszillator gelieferten Signale $\cos(n\varphi)$ und $\sin(n\varphi)$ realisiert.

25 Die nicht rekursiven Halbband Filter, englisch "finite impulse response filter" oder kurz "FIR Filter" genannt, weisen die Eigenschaft einer Phasenverschiebung um $\pi/2$ auf. Diese Phasenverschiebung um $\pi/2$ wird auch als Phasenquadratur oder als quadratische Spiegelung bezeichnet. Der Begriff quadratische Spiegelung zeigt an, dass die Übertragungsfunktion $H(f)$ dieses Typs von Filter um ein Viertel der Abtastfrequenz ($F_s/4$) gemäß der folgenden Gleichung gespiegelt werden kann.

$$30 \quad |H(F_s/4-f)| + |H(F_s/4+f)| = 1$$

Der Begriff Halbband steht für eine zweite Eigenschaft der nicht rekursiven Halbband Filter. Der Begriff Halbband betrifft nämlich die Tatsache, dass diese Filter einer

Untersetzung und/oder einer Interpolation dienen. Die nicht rekursiven Halbband Filter weisen bei der Durchführung die interessante Eigenschaft auf, dass die Hälfte der Koeffizienten Null ist. Bei der Untersetzung bedeutet dies in der Digitaltechnik, dass jeder zweite Wert einer Tabelle entfernt wird. Für die Interpolation bedeutet dies, dass hinter jedem Wert in der Tabelle ein zweiter Wert, nämlich der vorhergehende, eingefügt wird. Ein zweifach Untersetzung wird englisch auch als down sampling by 2 bezeichnet.

Die dritte interessante Eigenschaft der nicht rekursiven Halbband Filter ist, dass, wenn die Länge ungerade gewählt ist, die Verzögerung ein ganzzahliges Vielfaches der Abtastung ist. Werden diese nicht rekursiven Halbband Filter im Zusammenhang mit komplexen Modulationen benutzt, sind lediglich einfache Verzögerungsglieder einzufügen, so dass zu verschiedenen Zeiten die komplexen Modulationen im Stereodecoder in Phase verbleiben. Die Übertragungsfunktionen der nicht rekursiven Halbband Filter, die in der Stereodecoder Ausführungsform für komplexe Signale gebraucht sind, sind in dem Frequenzbereich über ein Viertel der Abtastfrequenz verschoben, so dass die Übergangsbänder, nachfolgend auch als Flanken bezeichnet, um die Frequenz mit 0 Hz, also um $f_0 = 0$ herum zentriert sind und mit den L+R und L-R Spektren überlappen, die auch um $f_0 = 0$ zentrierbar sind, wenn diese Filter angewendet werden. Der Wert $f_0 = 0$ wird auch als DC bezeichnet in Anlehnung an Gleichstrom, englisch direct current oder kurz DC genannt, der bei angelegter Spannung die Frequenz Null aufweist. Aufgrund der Spiegeleigenschaft können das L+R und L-R Signal durch die Verbindung der reellen Anteile der Signale wiedererlangt werden.

Die Verschiebung der Übertragungsfunktion eines nicht rekursiven Halbband Filter im Frequenzbereich über ein Viertel der Abtastfrequenz bedeutet, dass die Koeffizienten der reellen nicht rekursiven Halbband Filter folgendermaßen modifiziert sind:

$$h[n] \rightarrow h[n]e^{in\pi/2}$$

Diese Modifizierung der Koeffizienten hat keine weiteren Folgen bei der Realisierung der nicht rekursiven Halbband Filter.

Diese drei Eigenschaften der nicht rekursiven Halbband Filter in Kombination mit komplexen Modulationen sind der Schlüssel zu einer eleganten Lösung für den Stereo-Decoder.

5 Zum besseren Verständnis der Erfindung wird nachstehend ein Ausführungsbeispiel anhand der Zeichnung näher erläutert.

Es zeigen

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Empfängers mit einem Stereo-Decoder,

Fig. 2 ein erstes Frequenzspektrum am Eingang des Stereo Decoders,

10 Fig. 3 das erste Spektrum und einen Frequenzgang eines ersten Halbbandfilters,

Fig. 4 ein zweites Spektrum am Ausgang des ersten Halbbandfilters,

Fig. 5 ein drittes Spektrum am Ausgang eines ersten Modulators,

Fig. 6 das dritte Spektrum und einen Frequenzgang eines zweiten

15 Halbbandfilters,

Fig. 7 ein viertes Spektrum am Ausgang des zweiten Halbbandfilters,

Fig. 8 ein fünftes Spektrum am Ausgang eines zweiten Modulators,

Fig. 9 das fünfte Spektrum und zwei weitere Frequenzgänge eines symmetrischen Halbband Hoch- und Tiefpassfilters,

20 Fig. 10 ein sechstes Spektrum an einem ersten Ausgang des symmetrischen Halbband Hoch- und Tiefpassfilter,

Fig. 11 ein siebtes Spektrum an einem zweiten Ausgang des symmetrischen Halbband Hoch- und Tiefpassfilter,

Fig. 12 einen Pilotton an einem Ausgang eines elliptischen Filters,

25 Fig. 13 ein achttes Spektrum mit einem komplexen L+R Signal am Ausgang eines dritten Modulators,

Fig. 14 ein neuntes Spektrum mit einem komplexen L-R Signals am Ausgang eines vierten Modulators,

30 Fig. 15 ein zehntes Spektrum eines reellen L+R Signals am Ausgang eines ersten Wandlers,

Fig. 16 ein elftes Spektrum eines reellen L-R Signals am Ausgang eines zweiten Wandlers,

Fig. 17 ein Blockschaltbild eines Phasenregelkreises und

Fig. 18 ein Blockschaltbild eines Oszillators.

Figur 1 zeigt einen Stereo Decoder 1 mit einem nicht rekursiven Halbband-Filter 2, einem komplexen Modulator 3, einem zweiten nicht rekursiven Halbband-Filter 4, einem zweiten komplexen Modulator 5, einem zweifach Untersetzungsfilter 6, einer
5 Schaltung 7 mit zwei nicht rekursiven Halbband-Filtern 8 und 9, einem dritten und einem vierten Modulator 10 und 11, zwei weiteren zweifach Untersetzungsfiltern 12 und 13, zwei Wandler 14 und 15, einem elliptischen Tiefpassfilter 16, einer Regelstrecke 17, einer zweifach Interpolationsfilter 18, einem Oszillator 19, einem Verzögerungsglied 20, einem
10 fünften zweifach Untersetzungsfilter 21, einem zweiten Verzögerungsglied 22, einem sechsten zweifach Untersetzungsfilter 23 und einem dritten Verzögerungsglied 24. Eingangssignale werden über eine elektrisch leitfähige Verbindungsleitung 25 in den Stereodecoder 1 zu dem Halbbandfilter 2 gegeben. Zwei weitere elektrisch leitfähige Verbindungsleitungen 26 führen von dem Halbbandfilter 2 zu dem Modulator 3 und geben
15 Signale von dem Halbbandfilter 2 auf den Modulator 3. Signale aus dem Modulator 3 werden über zwei elektrisch leitfähige Signalleitungen 27 auf das zweite Halbbandfilter 4 gegeben. Signale werden des weiteren über weitere Signalleitungen 27 bis 36 und über das Halbbandfilter 4, den Modulator 5, die Halbbandfilter 8 und 9, die Modulatoren 10 und 11, die Untersetzungsfilter 12 und 13, die Wandler 14 und 15 auf Ausgänge 37 und 38 gegeben. Die Verbindungsleitungen 26 bis 36 sind zwei parallele Leitungen, die jeweils ein Signal
20 übertragen.

Der Oszillator 19 ist ein diskret gesteuerter Oszillator 19 und wird englisch auch als discrete controlled oscillator oder kurz als DCO bezeichnet. Der DCO 19 weist drei Ausgänge mit jeweils zwei elektrisch leitfähigen Signalleitungen 39 bis 41 auf, die zu dem komplexen Modulator 3, über das Verzögerungsglied 20 und einer weiteren
25 Verbindungsleitung 42 zu dem Modulator 5 und über den zweifach Untersetzungsfilter 21 und das zweite Verzögerungsglied 22 und weitere Verbindungsleitungen 43 und 44 zu dem Modulator 10, über das Halbbandfilter 4, den zweifach Untersetzungsfilter 23 und das dritte Verzögerungsglied 24 und weitere Verbindungsleitungen 45, 46 und 47 zu dem Modulator 11 führen. Der DCO 19 erzeugt auf der einen Signalleitung eines Ausganges ein Kosinus
30 Signal und auf der anderen Signalleitung ein Sinus Signal. Die Signale auf der Leitung 39 weisen eine Frequenz von 38 kHz, auf den Leitungen 40, 45, 46, und 47 eine Frequenz von +19 kHz und auf den Leitungen 41, 42, 43 und 44 eine Frequenz von -19 kHz auf.

An einem Eingang 48 des Stereo Decoders 1 sind eine Abstimmunordnung 49 mit einer Antenne 50, ein Frequenzmodulator 51 und ein Analog/Digital Wandler 52 angeordnet. Der Wandler tastet das Zeitmultiplex Signal mit einer Taktrate F_s von $4 \times 44,1$ KHz ab. Die Abstimmunordnung 49 wird über eine Verbindungsleitung 53 angesteuert. An den Ausgängen 37 und 38 des Stereo Decoders 1 ist ein Wandler 54 angeordnet, der aus dem Monosignal L+R und dem Differenzsignal L-R ein linkes und ein rechtes Stereo Signal erzeugt, die von Lautsprechern 55 und 56 als akustische Signale wiedergegeben werden. Der Stereo Decoder 1, die Abstimmunordnung 49, der Frequenzmodulator 51, der Analog/Digital Wandler 52 und der Wandler 54 bilden einen Empfänger aus.

Die nicht rekursiven Halbband Filter 2, 4, 7, 8 und 9 in Kombination mit komplexen Modulationen sind der Schlüssel zu einer eleganten Lösung für den Stereo-Decoder 1, dessen Funktion nunmehr anhand der Figuren 2 bis 15 näher erläutert werden soll.

Figur 2 zeigt ein Spektrum eines in den Stereo Decoder 1 eingehenden Multiplex-Signales, das auf der Verbindungsleitung 25 ansteht und das mit einer Abtastrate F_s von $4 \times 44,1$ kHz abgetastet ist. Das Spektrum ist ohne RDS, ARI und SCA-Signal dargestellt. Ausgehend vom Nullpunkt erstreckt sich in der rechten Hälfte zunächst das Basisband-Stereo-Summensignal L+R mit dem Basisband 57, der Pilotton 58 mit 19 kHz und danach das einem 38 kHz Hilfsträger doppelseitenband-amplitudenaufmodulierte Stereo-Differenzsignal L-R mit den beiden Seitenbändern 59 und 60. Aufgrund der Symmetrieeigenschaft innerhalb des Frequenzbereiches sind die Bänder und der Pilot 57 – 60 um den Nullpunkt gespiegelt und treten in der linken Hälfte als Bänder und Pilot 61, 62, 63 und 64 seitenverkehrt auf.

Figur 3 zeigt einen Frequenzgang 65 des symmetrischen nicht rekursiven Halbband-Tiefpassfilters 2, das vom Nulldurchgang aus gesehen nach rechts über $F_s/4$, also über 44,1 kHz, verschoben ist. Damit liegt das L+R Signal im Übergangsband 66, nachfolgend auch als Flanke bezeichnet. Das Filter 2 ist komplex, arbeitet komplex und gibt auch ein komplexes Ausgangssignal aus.

Figur 4 zeigt ein Spektrum des komplexen Ausgangssignals nach Filterung des Filter 2. Da das L+R Signal innerhalb der Flanke 66 mit Flankenwerten gefiltert ist, ergeben sich abhängig von dem jeweiligen Flankenwert reduzierte Werte für das L+R Signal. Seitenbänder 67 und 68 des L+R Signals sind reduziert. Das komplexe Ausgangssignal des Filters 2 steht auf der Leitung 26 an.

Figur 5 zeigt ein Spektrum nach der Modulation des Modulators 3. Das Signal ist im Modulator 3 komplex mit -38 kHz moduliert, das heißt, das Spektrum ist um -38 kHz nach links verschoben. Das L-R Signal des Spektrums ist somit um den Nullpunkt, also um DC, herum zentriert. Der Nullpunkt liegt nunmehr zwischen den beiden Seitenbändern 59 und 60 des L-R Signals. Das Ausgangssignal des Modulators 3 wird auf die Verbindungsleitung 27 ausgegeben.

Figur 6 zeigt das zentrierte L-R Signal, das nunmehr dem symmetrischen, nicht rekursiven Halbbandfilter 4 zugeführt wird. Das Filter ist um $F_s/4$, also um 44,1 KHz nach links verschoben. Möglich ist auch eine Filterung mit den korrespondierenden symmetrischen Halbband Hochpassfilter, das um $F_s/4$ nach rechts verschoben ist. Damit liegt das L-R Signal, also die beiden Seitenbänder des L-R Signals, in einem zweiten Übergangsband 69, nachfolgend auch Flanke genannt, eines zweiten Frequenzganges 70.

Figur 7 zeigt ein Spektrum nach der Filterung mittels des Filters 4. Da das Stereo-Differenz Signal L-R innerhalb der Flanke 69 mit Flankenwerten gefiltert ist, ergeben sich abhängig von dem jeweiligen Flankenwert reduzierte Werte für das L-R Signal. Das zugehörige Signal mit reduzierten Seitenbändern 71 und 72 wird auf die Leitung 28 ausgegeben und dem Modulator 5 zugeführt.

Figur 8 zeigt das im Modulator 5 komplex mit 19 kHz modulierte und um 19 kHz nach rechts verschobene Spektrum. Wenn die Frequenzen der komplexen Modulation exakte Vielfache der original Pilottonfrequenz sind, liegt der Pilotton nun im Nulldurchgang. Das Signal wird im Untersetzungsfilter 6 zweifach untersetzt. Von der Leitung 30 aus geht das komplexe Signal in zwei verschiedene Zweige. Einerseits wird das Signal zur Audioverarbeitung der Filterschaltung 7 und andererseits zur Extraktion des Pilottones 58 und 62 einem elliptischen Filter 16, also einem Bandpass mit geringer Bandbreite, zugeführt. Der Pilotton 58, der nun nahe bei DC liegt, dient zur Ansteuerung des DCO 19, der die komplexen Modulationen steuert.

Figur 9 zeigt das Signal in der Filterschaltung 7. Auf den linken Teil ist das Halbband Filter 8 mit einem Frequenzgang 73, auf den rechten Teil das Halbband Filter 9 mit einem Frequenzgang 74 angewendet. Die Filterschaltung 7 ist ein symmetrisches Halbband Hoch- und Tiefpassfilter, das nach links über $(F_s/2)/4 = 22.05$ KHz verschoben ist, so dass das L+R und das L-R Signal getrennt werden.

Figur 10 zeigt ein Spektrum eines Ausgangssignals, sowie dieses von dem Halbband-Tiefpassfilters 8 auf die Leitung 32 ausgegeben wird. Das Signal ist das komplex

mit der Flanke 66 gefilterte L+R Monosignal mit den beiden reduzierten Seitenbändern 67 und 68.

Figur 11 zeigt ein Spektrum eines Ausgangssignals, sowie dieses von dem Halbband-Tiefpassfilters 9 auf die Leitung 31 ausgegeben wird. Das Signal ist das komplex
5 mit der Flanke 69 gefilterte L-R Stereo-Differenzsignal mit den beiden reduzierten Seitenbändern 71 und 72.

Figur 12 zeigt ein Spektrum nach dem Tiefpass Filter 16. Der Pilotton 58 liegt bei DC.

Figur 13 zeigt das Spektrum des L+R Monosignals nach dem Modulator 10.
10 Im Modulator 10 wird das Signal mit 19 KHz moduliert, also um 19 KHz nach rechts verschoben, so dass die beiden reduzierten Seitenbänder 67 und 68 des Spektrums um DC zentriert sind.

Figur 14 zeigt das Spektrum des L-R Differenzsignals nach dem Modulator
11. Im Modulator 11 wird das L-R Signal mit -19 KHz moduliert, also um -19 kHz nach
15 links verschoben, so dass die beiden reduzierten Seitenbänder 71 und 72 des Spektrums um DC zentriert sind.

Figur 15 zeigt ein Spektrum des L+R Signals mit Original Seitenbändern 66 und 76 nach dem Wandler 14. Der Wandler 14 filtert die reellen Anteile aus dem komplexen
L+R Signal heraus, und somit wird das Original L+R Signal erzielt.

20 Figur 16 zeigt ein Spektrum des L-R Signals mit Original Seitenbändern 77 und 78 nach dem Wandler 15. Der Wandler 15 filtert die reellen Anteile aus dem komplexen L-R Signal heraus, und somit wird das Original L-R Signal erzielt.

Figur 17 zeigt einen Phasenregelkreis 80 mit dem Modulator 3, dem
Halbband-Filter 4, dem zweiten Modulator 5, dem Untersetzungsfilter 6, dem elliptischen
25 Tiefpassfilter 16, der Regelstrecke 17, dem Interpolationsfilter 18, den diskret gesteuerten Oszillator 19 und dem Verzögerungsglied 20. Die Regelstrecke 17 weist einen Verstärker 81 mit einem Koeffizienten a, ein Verzögerungsglied 82 und einen zweiten Verstärker 83 mit einem Koeffizienten b in einer Vorwärtsregelung 84 und ein Verzögerungsglied 85 in einer Rückkopplung 86 sowie zwei Addierer 87 und 88 auf. Der diskret gesteuerte Oszillator wird
30 englisch auch als discrete controlled oscillator oder kurz als DCO bezeichnet. Die Funktion der Phasenregelschleife 24 ist wie folgt:

Das Original L-R Signal kann nur exakt und in Phase mit dem L+R Signal zurückgewonnen werden, wenn der DCO 19 frequenz- und phasensynchron mit dem Pilot gerastet ist. Das bedeutet, dass das komplexe Signal nach dem elliptischen Tiefpass-Filter 16

nur einen Gleichstrom-Anteil, englisch als direct current oder kurz DC bezeichnet, aufweist oder der imaginäre Anteil des Signals Null beträgt. Abweichungen von Null dienen dazu, den DCO 19 mittels eines Phasenregelkreises, auch als Phasenregelschleife 24 oder englisch als phase locked loop oder kurz als PLL bezeichnet, phasensynchron mit dem Pilot zu regeln.

5 Wenn die bleibende Regelabweichung ausgehend sowohl von der anfänglichen Phasen- als auch der -frequenzabweichung auf Null gesetzt werden soll, ist eine proportionale und integrierende Regelstrecke 16 notwendig, so dass das sowohl in der Phase als auch in der Frequenz sprungförmige Eingangssignal mit Null in der bleibenden Regelabweichung gleichläuft.

10 Nur der imaginäre Anteil nach der komplexen Modulation, also tatsächlich nur die Phasenerkennung wird in der Rückkopplung der Phasenregelschleife benutzt und dient zur Ansteuerung des DCO 19.

 Die Eigenschaften des Einschwingverhaltens wie Einschwingzeit und Dämpfung sind durch Abgleich der Multiplizierkoeffizienten a und b der Verstärker 81 und 15 83 in der Regelstrecke 17 einstellbar.

 Das Eingangssignal des Oszillators 19 ist eine Korrektur der Fehlanpassung zwischen der Phase des Pilottons und des Ausgangssignals des DCO 19.

 Figur 18 zeigt den diskret gesteuerten Oszillator 19 mit vier Operationsverstärkern 90, 91, 92 und 93, zwei Verzögerungsgliedern 94 und 95 und zwei 20 Addierern 96 und 97. Der komplexe Oszillator 19 erzeugt an einem ersten Ausgang 98 ein Kosinus Signal und an einem zweiten Ausgang 99 ein Sinus Signal. Koeffizienten c der Operationsverstärker 90 und 92 sowie Koeffizienten s und -s der Operationsverstärker 91 und 93 berechnen sich wie folgt:

25
$$c = \cos(2\pi\theta/Fs)$$
$$s = \sin(2\pi\theta/Fs)$$

 Die Ursprungswerte in den Verzögerungsschaltungen 94 und 95 sollten auf 0 und 1 gesetzt sein. Das Ausgangssignal der Regelungsstrecke, das eine Korrektur der Fehlanpassung beinhaltet, dient dazu, die Koeffizienten c und s durch lineare Taylor Reihen 30 anzupassen, wobei ϵ_n das Ausgangssignal der Regelstrecke 17 ist, das den DCO 19 steuert:

$$c = \cos(2\pi\theta/Fs) - \sin(2\pi\theta/Fs) * \sum \epsilon_n$$
$$s = \sin(2\pi\theta/Fs) + \cos(2\pi\theta/Fs) * \sum \epsilon_n$$

Der komplexe Oszillator 19 mit der Oszillationsfrequenz θ kann softwaremäßig als ein grenzstabiles oszillierendes Filter ausgeführt sein.

Bezugszeichenliste

1	Stereo Decoder	35	Signalleitungen
2	nicht rekursives Halbband-Filter	36	Signalleitungen
3	komplexer Modulator	37	Ausgang
4	zweites nicht rekursives Halbband-Filter	38	Ausgang
5	komplexer Modulator	39	Signalleitungen
6	Untersetzungsfilter	40	Signalleitungen
7	Filterschaltung	41	Signalleitungen
8	nicht rekursives Halbband-Filter	42	Verbindungsleitungen
9	nicht rekursives Halbband-Filter	43	Verbindungsleitungen
10	komplexer Modulator	44	Verbindungsleitungen
11	komplexer Modulator	45	Verbindungsleitungen
12	Untersetzungsfilter	46	Verbindungsleitungen
13	Untersetzungsfilter	47	Verbindungsleitungen
14	Wandler	48	Eingang
15	Wandler	49	Abstimmmanordnung
16	Tiefpassfilter	50	Antenne
17	Regelstrecke	51	Frequenzdemodulator
18	Interpolationsfilter	52	Analog Digital Wandler
19	Oszillator	53	Verbindungsleitung
20	Verzögerungsglied	54	Wandler
21	Untersetzungsfilter	55	Lautsprecher
22	zweites Verzögerungsglied	56	Lautsprecher
23	Untersetzungsfilter Filter	57	L+R Signal
24	drittes Verzögerungsglied	58	Pilot
25	Signalleitung	59	L-R Signal erstes Seitenband
26	Signalleitungen	60	L-R Signal zweites Seitenband
27	Signalleitungen	61	L+R Signal, seitenverkehrt
28	Signalleitungen	62	Pilot, seitenverkehrt
29	Signalleitungen	63	L-R Signal erstes Band, seitenverkehrt
30	Signalleitungen	64	L-R Signal 2. Band, seitenverkehrt
31	Signalleitungen	65	Frequenzgang

32	Signalleitungen	66	Flanke
33	Signalleitungen	67	L+R Seitenband reduziert
34	Signalleitungen	68	zweites L+R Seitenband reduziert
69	zweite Flanke		
70	zweiter Frequenzgang		
71	L-R Seitenband reduziert		
72	zweites L-R Seitenband reduziert		
73	Frequenzgang		
74	Frequenzgang		
75	reelles L+R Seitenband		
76	reelles L+R Seitenband		
77	reelles L-R Seitenband		
78	reelles L-R Seitenband		
79			
80	Phasenregelkreis		
81	Verstärker		
82	Verzögerungsglied		
83	Verstärker		
84	Vorwärtsregelung		
85	Verzögerungsglied		
86	Rückkopplung		
87	Addierer		
88	Addierer		
89			
90	Operationsverstärker		
91	Operationsverstärker		
92	Operationsverstärker		
93	Operationsverstärker		
94	Verzögerungsglied		
95	Verzögerungsglied		
96	Addierer		
97	Addierer		
98	Ausgang		
99	Ausgang		

ANSPRÜCHE:

12. 03. 2002

(46)

1. Empfänger (1, 49, 51, 52, 54) mit einer Signalstrecke, in der die nachfolgenden Elemente vorgesehen sind: eine Abstimmmanordnung (49), eine Demodulatorschaltung (51) zum Liefern eines Stereo-Multiplexsignals mit einem Basisband-Stereo-Summensignal (L+R), einem 19 kHz-Stereo-Piloten und einem ausgetasteten 38 kHz
5 Hilfsträger doppelseitenband-amplitudenaufmodulierten Stereo-Differenzsignal (L-R), eine Abtastanordnung (52) zur Umwandlung eines analogen Signals in ein zeitdiskretes Signal und ein Stereo-Decoder (1) mit einem Filter (2, 4, 7, 8, 9) und mit einem Phasenregelkreis (80), der einen Oszillator (19) aufweist, dadurch gekennzeichnet, dass Filteroperationen in einem komplexen Bereich durchführbar sind.
- 10 2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass das Filter (2, 4, 7, 8, 9) komplex ist.
3. Empfänger nach Anspruch 1 und/oder 2, dadurch gekennzeichnet, dass das
15 komplexe Filter (2, 4, 7, 8, 9) ein nicht rekursives Halbbandfilter (2, 4, 7, 8, 9) ist.
4. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (19) diskret gesteuert ist.
- 20 5. Empfänger nach Anspruch 1 und/oder 4, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (19) ein komplexes Signal ausgibt.
6. Empfänger nach Anspruch 1, 4 und/oder 5, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (19) ein Kosinus und ein Sinus Signal liefert.
- 25 7. Empfänger nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (19) ein grenzstabiles oszillierendes Filter aufweist.

8. Empfänger nach einem oder mehreren der vorhergehenden Ansprüche, dadurch gekennzeichnet, dass der Oszillator (19) einen Modulator (3, 5, 10, 11) ansteuert.

9. Empfänger nach Anspruch 8, dadurch gekennzeichnet, dass der Modulator (3, 5, 10, 11) ein Multiplizierglied aufweist.

10. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass die Abtastanordnung (52) mit einem festen Takt arbeitet.

10 11. Empfänger nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, dass der feste Takt zwischen 4×20 kHz und 4×80 kHz, in vorteilhafter Weise zwischen 4×32 kHz und 4×64 kHz, insbesondere bei $4 \times 44,1$ kHz liegt.

12. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Stereo Pilot mit einem elliptischen Filter (16) mit einem Frequenzgang um 0 Hz gefiltert ist.

13. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Stereo Decoder (1) einen Wandler (14, 15) aufweist, der komplexe in reelle Signale wandelt.

20 14. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, dass der Phasenregelkreis (80) eine Regelstrecke (17) mit einem Verstärker (81, 83) aufweist.

15. Verfahren zur Decodierung eines zeitdiskreten Stereo Multiplex Signals mit einem Basisband-Stereo-Summensignal (L+R), einem 19 kHz-Stereo-Piloten und einem ausgetasteten 38 kHz Hilfsträger doppelseitenband-amplitudenaufmodulierten Stereo-Differenzsignal (L-R) in einem Decoder eines Empfängers, gekennzeichnet durch folgende Verfahrensschritte:

- das Stereo Multiplex Signal ist von einem Filter gefiltert, wobei eines der beiden Stereo Signale (L+R, L-R) mittels einer Flanke komplex gefiltert ist,
- 30 - das gefilterte Signal ist mittels eines Modulators komplex moduliert,
- das modulierte Signal ist von einem Filter gefiltert, wobei das andere der beiden Stereo Signale (L+R, L-R) mittels einer Flanke komplex gefiltert ist,
- die Signale sind komplex moduliert,
- das Basisband-Stereo-Summensignal (L+R) und das Stereo-Differenzsignal

(L-R) werden getrennt,

- das L-R und das L+R Signal werden moduliert und
- die Signale werden von komplexen Signalen in reelle Signale umgesetzt.

5 16. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass das modulierte Signal nach der zweiten Modulation zweifach untersetzt wird.

17. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass das Signal nach der dritten Modulation zweifach untersetzt wird.

10

18. Verfahren nach Anspruch 15, dadurch gekennzeichnet, dass die reellen Signale in ein linkes und ein rechtes Stereosignal getrennt werden.

ZUSAMMENFASSUNG:

12. 03. 2002

(46)

Die Erfindung betrifft einen Empfänger für empfangen von Rundfunksignale. Der bekannter Empfänger weist eine Phasenregelschleife auf, die von dem Stereo-Piloten gesteuert ist. Aufgrund unerwünschten Änderungen in der Frequenz ist ein Abtastratenwandler dem Stereodecoder vorgeschaltet. Mit der Erfindung sind

5 Filteroperationen in einem komplexen Bereich durchführbar.

Fig. 1

EPO - DG 1
12. 03. 2002

(46)

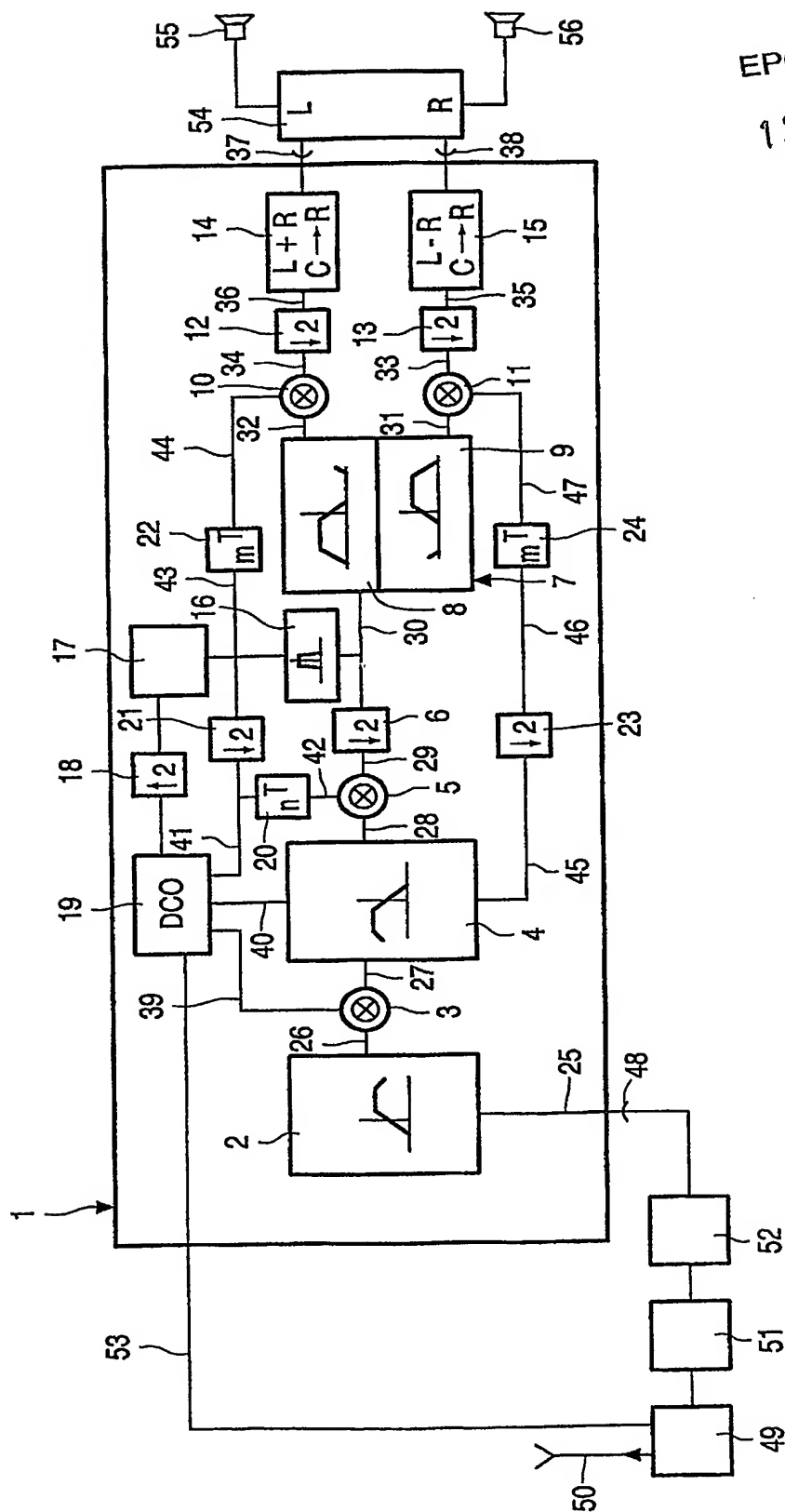


FIG. 1

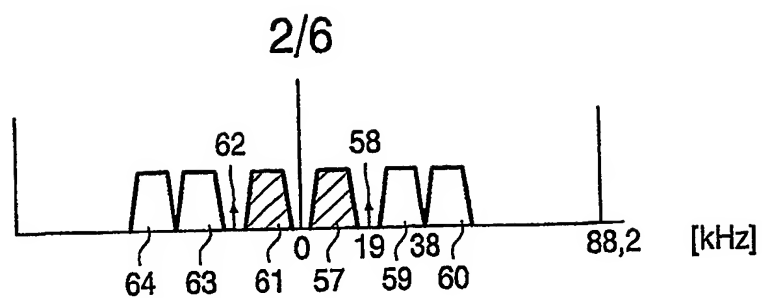


FIG. 2

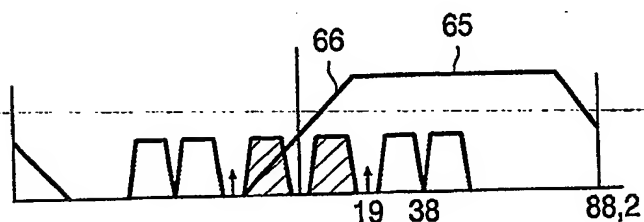


FIG. 3

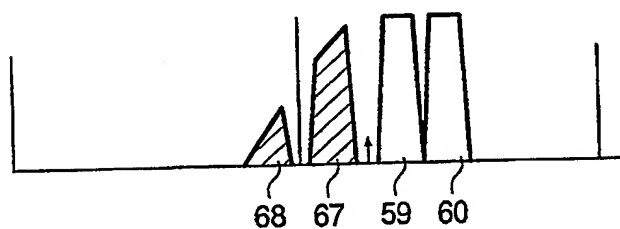


FIG. 4

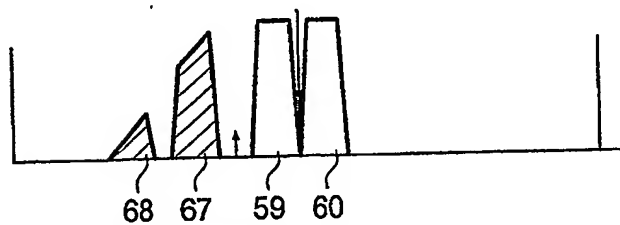


FIG. 5

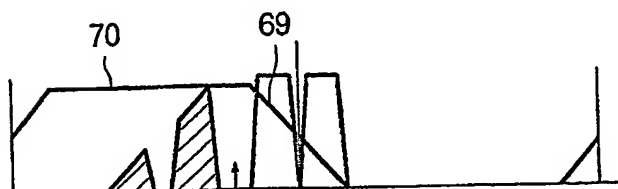


FIG. 6

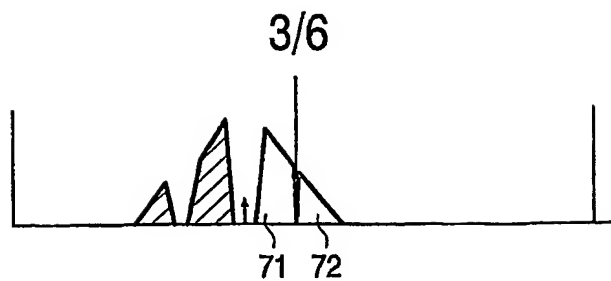


FIG. 7



FIG. 8



FIG. 9

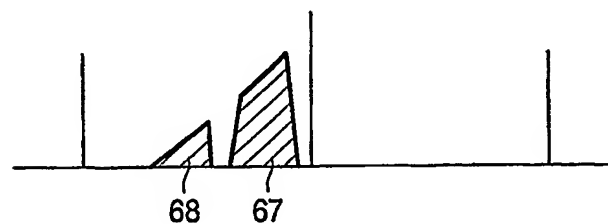


FIG. 10

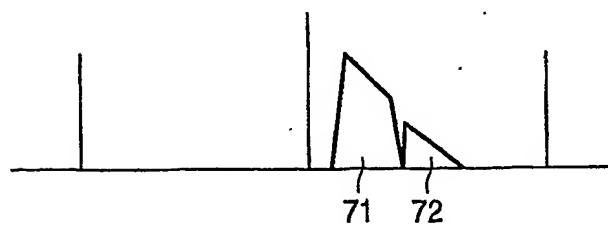


FIG. 11

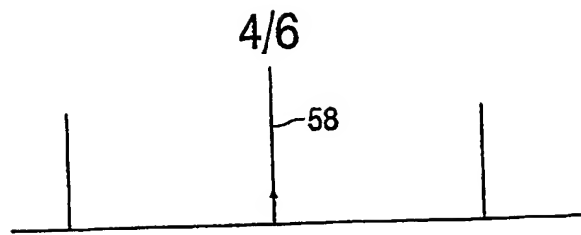


FIG. 12

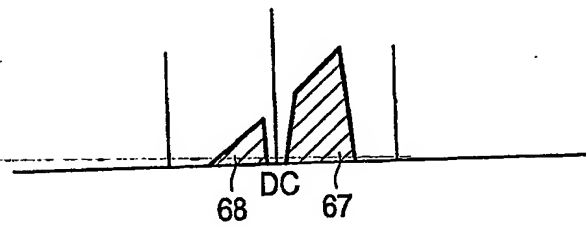


FIG. 13

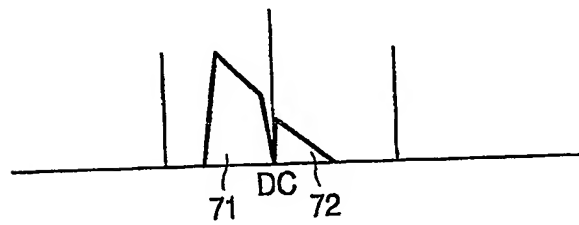


FIG. 14

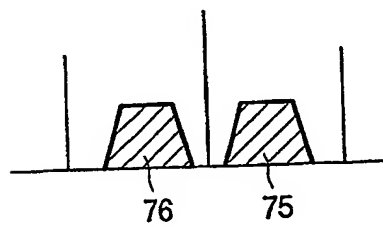


FIG. 15

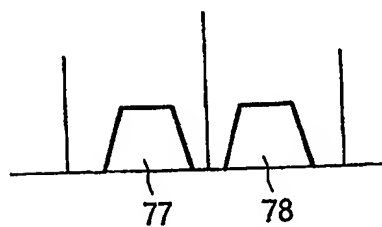
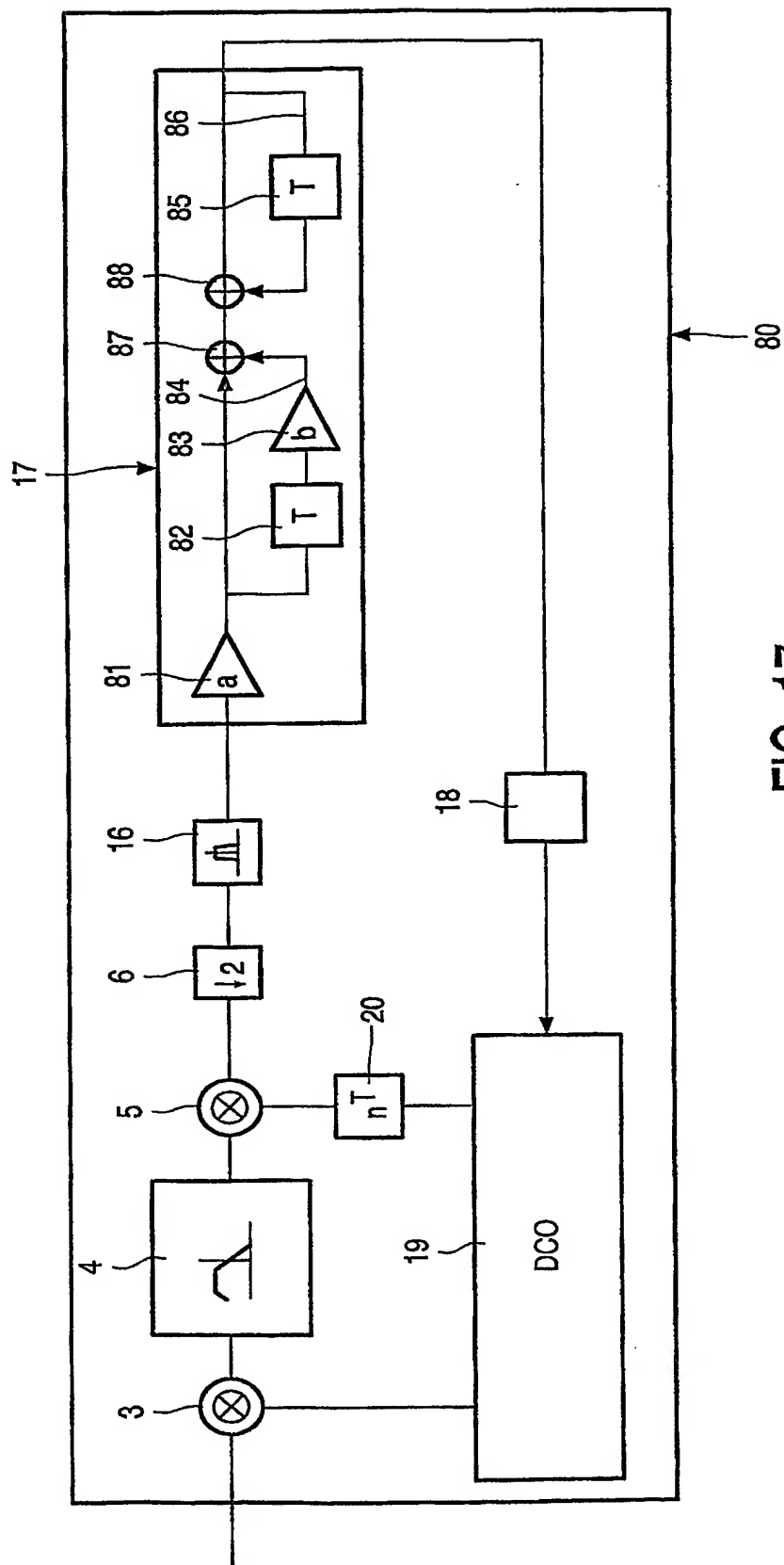


FIG. 16



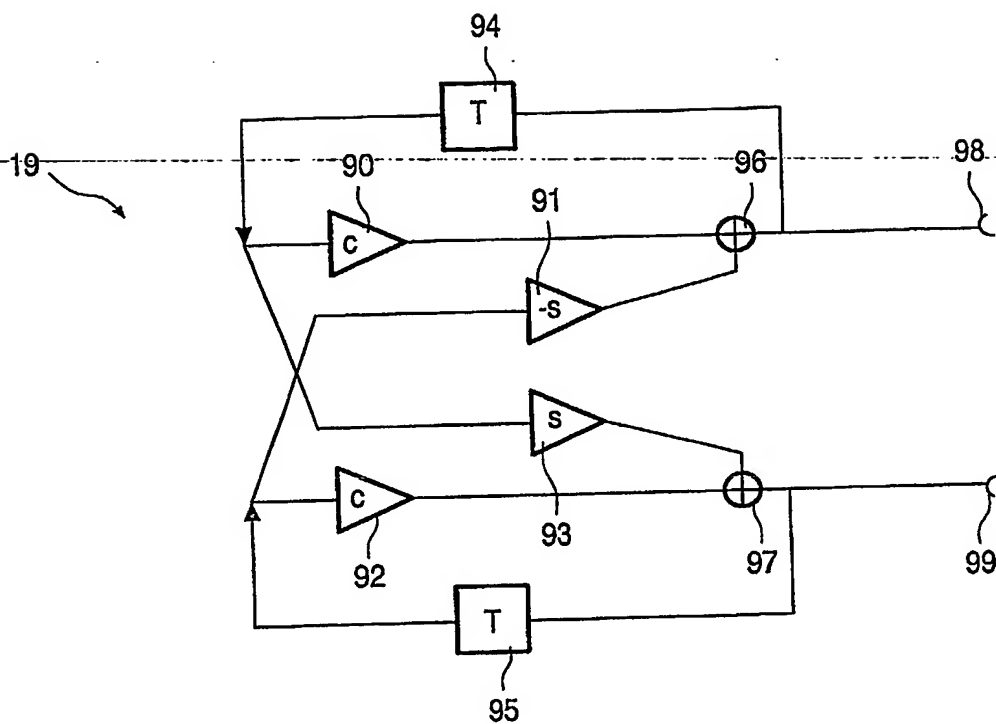


FIG. 18

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☒ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☒ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.